

112-0804-01
Priority Papers
PATENT

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicant: Nobuhiro Ishikawa et al.

Serial No.: 09/912,184

Filed: July 24, 2001

Title: AMPLITUDE-DETECTING METHOD AND CIRCUIT

Docket No.: KIS-12595

LETTER

Asst. Commissioner of Patents
Washington, D.C. 20231

Sir:

Enclosed is a certified copy of Japanese Patent Application No. 2000-223969; the priority of which has been claimed in the above-identified application.

Respectfully submitted,

RANKIN, HILL, PORTER & CLARK LLP

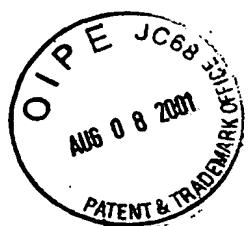
By David E. Spaw
David E. Spaw, Reg. No. 34732

700 Huntington Building
925 Euclid Avenue
Cleveland, Ohio 44115-1405
(216) 566-9700

Customer No. 007609

I hereby certify that this correspondence is being deposited with the United States Postal Service as first class mail in an envelope addressed to: Assistant Commissioner for Patents, Washington, D.C. 20231 on the date indicated below.

David E. Spaw
Name of Attorney for Applicant(s)
8/6/01 
Date Signature of Attorney



日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出願年月日

Date of Application:

2000年 7月25日

出願番号

Application Number:

特願2000-223969

出願人

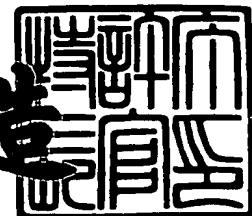
Applicant(s):

株式会社ミットヨ

2001年 6月18日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

及川耕造



出証番号 出証特2001-3057165

【書類名】 特許願
【整理番号】 00P152
【提出日】 平成12年 7月25日
【あて先】 特許庁長官 殿
【国際特許分類】 H03D 1/00
【発明の名称】 交流信号の振幅サンプリング方式及び振幅検出回路
【請求項の数】 7
【発明者】
【住所又は居所】 茨城県つくば市上横場430-1 株式会社ミツトヨ内
【氏名】 石川 修弘
【発明者】
【住所又は居所】 茨城県つくば市上横場430-1 株式会社ミツトヨ内
【氏名】 岡本 清和
【特許出願人】
【識別番号】 000137694
【氏名又は名称】 株式会社ミツトヨ
【代理人】
【識別番号】 100092820
【弁理士】
【氏名又は名称】 伊丹 勝
【電話番号】 03-5216-2501
【手数料の表示】
【予納台帳番号】 026893
【納付金額】 21,000円
【提出物件の目録】
【物件名】 明細書 1
【物件名】 図面 1
【物件名】 要約書 1
【包括委任状番号】 9706819

特2000-223969

【ブルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 交流信号の振幅サンプリング方式及び振幅検出回路

【特許請求の範囲】

【請求項1】 周期が所定の周期の近傍で変動し且つ、振幅値も変動する交流信号の振幅値を求めるサンプリング方式において、

前記交流信号を、前記周期の変動範囲を収容する所定の周波数範囲で信号伝達の位相遅れの差異が90°になるようにした第1及び第2のオールパスフィルタを通して取り出し、

前記第1及び第2のオールパスフィルタの一方の出力交流信号の振幅を、他方の出力交流信号の位相が所定値をとるタイミングでサンプリングすることを特徴とする交流信号の振幅サンプリング方式。

【請求項2】 前記第1及び第2のオールパスフィルタをそれぞれ、360°をn等分(nは正の整数)した位相角度ずつ位相がずれた出力交流信号が得られるようにn個ずつ用意し、

前記第1及び第2のオールパスフィルタの一方のn個の出力交流信号の振幅を、それぞれ対応する他方のn個の出力交流信号の位相が所定値をとるタイミングでサンプリングすることを特徴とする請求項1記載の交流信号の振幅サンプリング方式。

【請求項3】 前記一方の出力交流信号の振幅をサンプリングするタイミングは、前記他方の出力交流信号の振幅がゼロとなる位相値とすることを特徴とする請求項1又は2記載の交流信号の振幅サンプリング方式。

【請求項4】 周期に揺らぎがある交流信号を移相の中心周波数が異なる二つのオールパスフィルタを通してにより、前記周期の揺らぎの範囲を含む周波数範囲で互いに90°位相がずれた第1及び第2の位相補正信号を生成する位相補正手段と、

前記第1及び第2の位相補正信号の一方の位相が所定値になるタイミングで他方をサンプリングすることにより前記交流信号の振幅値を出力するサンプリング手段と
を有することを特徴とする振幅検出回路。

【請求項 5】 前記位相補正手段と前記サンプリング手段とを含んで一つの振幅検出ユニットが構成され、それぞれの振幅検出ユニットにおける第1及び第2の位相補正信号の位相が 360° をn等分（nは正の整数）した位相角度ずつずれるようにしたn個の振幅検出ユニットが併設されていることを特徴とする請求項4記載の振幅検出回路。

【請求項 6】 前記サンプリング手段は、

前記第1及び第2の位相補正信号の一方のゼロクロス点を検出して各ゼロクロス点でパルスを発生するパルス発生回路と、

このパルス発生回路から出力されたパルスにより、前記第1及び第2の位相補正信号の他方をサンプリングするサンプリング回路とを有する

ことを特徴とする請求項4又は5記載の振幅検出回路。

【請求項 7】 前記サンプリング手段は、

前記第1及び第2の位相補正信号の一方のゼロクロス点を検出して各ゼロクロス点でパルスを発生するパルス発生回路と、

前記第1及び第2の位相補正信号の他方を全波整流する全波整流器と、

前記パルス発生回路から出力されたパルスにより、前記全波整流器の出力信号をサンプリングするサンプリング回路とを有する

ことを特徴とする請求項4又は5記載の振幅検出回路。

【請求項 8】 前記交流信号は、計測用センサの検出信号であることを特徴とする請求項4又は5記載の振幅検出回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

この発明は、圧電素子により駆動されるタッチ信号プローブや静電容量式ギャップセンサ等の各種計測用センサの検出信号のように周期に揺らぎがある交流信号の振幅値抽出に適用して有用な振幅検出回路に関する。

【0002】

【従来の技術】

機械的構造体の形状測定等に利用される計測用センサとして、例えば図6に示すような圧電素子により駆動されるタッチ信号プローブがある。スタイラス71は、先端に球状の接触子73が、後端にバランサ74がそれぞれ取り付けられて、スタイラスホルダ72により軸方向の略中央部が保持されている。スタイラス71の略中央部には、スタイラスに振動を与える圧電素子75が取り付けられている。この圧電素子75の加振電極75aに駆動回路78から駆動信号が与えられ、検出電極75bに得られる機械-電気変換信号が検出回路76により検出される。

検出回路76の出力は駆動回路78に正帰還され、この帰還制御により圧電素子75は所定の周波数の共振状態で励振されるようになっている。

【0003】

検出電極75bに得られる検出信号は、搬送波（加振信号）を振幅変調した形の正弦波状交流信号であって、接触子73が被測定物に接触することによりその検出信号の振幅や周波数が変化する。信号処理回路77は、例えば検出回路76に得られる検出信号の振幅を検出することにより、接触を検出する。

【0004】

この様なタッチ信号プローブの検出信号は、圧電素子の非線形性、単純でない構造に起因する多くの振動モードの干渉、外乱等の影響により、振幅はもちろん、周期にも揺らぎが含まれる。即ち、検出信号の周波数は、加振正弦波信号の周波数の近傍にはあるが、加振周波数の前後のある範囲で変動する。このことは、検出信号の振幅を高速で、即ち時間遅れがない状態で高精度に検出しようとする際に問題になる。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】

例えば、上述したタッチ信号プローブの検出信号の振幅抽出に、よく知られた固定時間間隔サンプリング方式を用いたとする。固定時間間隔サンプリング方式では、検出信号の周期が一定である場合は高精度検出が可能であるが、周期が一定でないと検出信号の周期変動に応じて振幅値検出に誤差（一般には、加振周波

数の周期をもって検出値が変動する)が発生する。

【0006】

また、振幅変調信号の振幅値抽出のためにしばしば用いられるのは、検出信号を全波整流し、低域フィルタによりリップル除去を行う方法である。しかしこの方法では、低域フィルタの時定数のために、振幅抽出に大きな時間遅れを伴う。従って、時々刻々変化する振幅値をリアルタイムで定値制御するようなフィードバック制御系には用いることができない。

【0007】

更に最近は、全ての検出情報を高速サンプリングしてA/D変換し、得られた大量のデジタルデータを大容量メモリに記憶して、かかる後FFT解析やフィルタリング処理を行うデジタル処理システムが注目される。このような処理システムによれば、検出信号の周期成分毎の振幅値を高精度に検出することも可能である。しかしこの様なデジタル処理システムは複雑且つ高価である。しかも大量のデジタルデータのFFT処理には、長時間を要する。従って、検出データの後処理でよいような、情報伝達が一方向のオーディオシステムや計測システムには有効であるが、前述のように時々刻々変化する振幅値をフィードバック制御するリアルタイムな処理を必須とする自動制御系にはそのまま適用できない。

【0008】

この発明は、上記事情を考慮してなされたもので、周期及び振幅に揺らぎがある交流信号の振幅を高精度に且つ僅かの時間遅れで検出することを可能とした振幅サンプリング方式及び振幅検出回路を提供することを目的としている。

【0009】

【課題を解決するための手段】

この発明は、周期が所定の周期の近傍で変動し且つ、振幅値も変動する交流信号の振幅値を求めるサンプリング方式において、前記交流信号を、前記周期の変動範囲を収容する所定の周波数範囲で信号伝達の位相遅れの差異が90°になるようにした第1及び第2のオールパスフィルタを通して取り出し、前記第1及び第2のオールパスフィルタの一方の出力交流信号の振幅を、他方の出力交流信号の位相が所定値をとるタイミングでサンプリングすることを特徴とする。

【0010】

この発明によると、振幅検出すべき交流信号を二つのオールパスフィルタを通過することにより、位相差が高精度に90°である二つの位相補正信号を得ることができ、この位相補正信号の一方の位相が所定値のタイミングで他方をサンプリングすることにより、原交流信号の周期の揺らぎや位相に殆ど左右されることなく、僅かの時間遅れで振幅値を検出することが可能になる。

【0011】

この発明において好ましくは、第1及び第2のオールパスフィルタをそれぞれ、360°をn等分（nは正の整数）した位相角度ずつ位相がずれた出力交流信号が得られるようにn個ずつ用意し、第1及び第2のオールパスフィルタの一方のn個の出力交流信号の振幅を、それぞれ対応する他方のn個の出力交流信号の位相が所定値をとるタイミングでサンプリングする。

【0012】

【発明の実施の形態】

実施の形態の説明に先立ち、この発明による振幅検出原理を説明する。振幅抽出すべき交流信号Sを、振幅A、周期T、位相Pとして、下記数1で表す。

【0013】

【数1】

$$S = A \sin (2\pi t / T + P)$$

【0014】

数1の交流信号Sを移相の中心周波数が異なる二つのオールパスフィルタを通過することにより、位相差が90°である次の二つの位相補正信号S1, S2を作ることができる。

【0015】

【数2】

$$S1 = A \sin (2\pi t / T + P - \varepsilon(T))$$

$$S2 = A \sin (2\pi t / T + P - \varepsilon(T) - \pi / 2)$$

【0016】

ここで、位相補正信号S1の位相遅れが、 $\varepsilon(T)$ であり、位相補正信号S2

の位相遅れが、 $\varepsilon(T) + \pi/2$ である。公知の一次のオールパスフィルタを用いることにより、原信号の周期Tが10%程度変動する場合であっても、二つの信号S1, S2の位相差を高精度に90°に維持することが可能である。

【0017】

この発明は、数2のように得られる位相補正信号S1, S2について、例えば信号S2の位相； $2\pi t/T + P - \varepsilon(T) - \pi/2$ が所定の値例えば、 $m\pi + a$ (m ；正の整数) の値をとるタイミングでは、信号S1, S2は周期T及び位相Pに左右されることなく、下記数3となることを利用する。

【0018】

【数3】

$$S1 = A \sin(\pi/2 + a)$$

$$S2 = A \sin(a)$$

【0019】

即ち、信号S2が上述の位相のタイミングで信号S1をサンプリングすると、そのサンプリング値は、数3の信号S1のようになり、このサンプリング値から、aの値が既知であれば、直ちに振幅Aが求められることになる。このとき得られる振幅値の値は、周期Tや位相Pに依存しない。

【0020】

特に、 $a = 0$ とすれば、サンプリング点は、信号 $S2 = 0$ のゼロクロス点となる。従って、信号S2のゼロクロス検出を行ってパルスを発生し、これを信号S1のサンプリングパルスとしてサンプリングを行うことにより、周期変動の影響を受けない振幅検出が可能になる。

【0021】

図1は、この発明の実施の形態による振幅検出回路の構成である。振幅検出すべき交流信号Sは例えば、タッチ信号プローブ等の計測センサの検出信号であり、周期及び振幅に揺らぎがある。この交流信号Sを二つのオールパスフィルタ11, 12を用いた位相補正手段1を通して、数2に示したような、互いに90°位相がずれた二つの位相補正信号S1, S2を生成する。

【0022】

オールパスフィルタ11, 12は、図2に示すような公知の一次のオールパスフィルタであり、それぞれ抵抗 $R \times 1$, $R \times 2$ とコンデンサ $C \times 1$, $C \times 2$ の設定により、所定の中心周波数で 90° 位相遅れとなる移相回路を構成している。その移相特性を図3に示す。これらのオールパスフィルタ11, 12では、通過波形は全周波数範囲にわたって振幅が変化せず、位相だけが周波数に応じて単調な遅れを示す。

【0023】

即ち、交流信号Sの基本周期Tとして、周波数 $2\pi/T$ において、信号S1, S2の位相遅れはそれぞれ、 $\varepsilon(T)$ 、 $\varepsilon(T) + \pi/2$ である。この位相遅れの差 $\pi/2$ は、交流信号Sの周期の揺らぎの範囲 $T_v \sim T_u$ を含む周波数範囲 $w = 2\pi/T_v \sim 2\pi/T_u$ において、一定である。即ち、この周波数範囲で、位相が 90° ずれた二つの位相補正信号S1, S2が得られることになる。

【0024】

そして、図1に示すように、二つの位相補正信号S1, S2について、その一方例えればS2が所定の位相値を示すタイミングで、他方の信号S1をサンプリングするサンプリング手段2を設ける。具体的にサンプリング手段2は、この例では、信号S2についてそのゼロクロス点を検出してパルスS_pを発生するパルス発生器22と、信号S1を全波整流する全波整流器21と、この全波整流器21の出力|S1|をパルスS_pによりサンプリングするサンプリング回路23とから構成している。

【0025】

図4は、図1の各部の信号波形を示している。信号S2のゼロクロスのタイミング t_m ($m = 1, 2, 3 \dots$)で矢印で示すようにサンプリングパルスS_pが得られ、各サンプリングパルスS_pにより、全波整流输出力|S1|の振幅値A(t_m)が抽出される。これらの振幅値A(t_m)は、数3における信号S1の振幅Aを $a = 0$ の点で抽出したことになる。

【0026】

なお、交流信号Sは可変周期、可変振幅であるので、図4のように縦軸に振幅、横軸に時間をとて波形を示すと、オールパスフィルタ11, 12を通った信

号 S_1 , S_2 は、原交流信号 S とは似ているもの、単に平行移動したものではなく、実際には歪んでいる。しかし、図3の関係を満たしている。また図4に示す位相遅れ量 $\varepsilon(T)$, $\varepsilon(T) + \pi/2$ は、時間軸に換算した値である。

【0027】

以上のようにこの実施の形態によれば、周期に揺らぎがある交流信号の時々刻々変化する振幅を、簡単な回路処理により検出することができる。振幅検出の時間遅れは、図4から明らかなように、わずかである。従って、振幅値をリアルタイムでフィードバック制御する制御系にも問題なく適用できる。

【0028】

図5は、図1の実施の形態を発展させた実施の形態である。これは、図1に示す振幅検出回路構成を一つの振幅検出ユニットとして、複数個の振幅検出ユニット U_1 , U_2 , …, U_n (n は正の整数) を併設したものである。これらの振幅検出ユニットの関係は、各振幅検出ユニットのオールパスフィルタ 1_1 により得られる位相補正信号 S_1 の位相が順次 $2\pi/n$ ずつずれたものとなり、同様に、オールパスフィルタ 1_2 により得られる位相補正信号 S_2 が順次 $2\pi/n$ ずつずれたものとなるように設計される。

【0029】

これにより、各振幅検出ユニット U_1 , U_2 , …, U_n からは、原交流信号 S の1周期内で n 個の振幅値 A_1 , A_2 , …, A_n がサンプリングされることになる。従って、一つの振幅検出ユニットのみを用いた場合に比べて、 $1/n$ のサンプリング間隔で振幅値が検出されることになり、リアルタイムのフィードバック制御系に適用したときに高速且つ高精度の振幅制御が可能になる。

【0030】

なお図1及び図5の回路構成は、アナログ回路として簡単に実現できるだけでなく、デジタル回路としても容易に実現できる。即ち振幅検出すべき交流信号 S を A/D 変換してデジタルデータとし、オールパスフィルタ及び後続の回路処理に DSP を用いて、振幅値 $A(t_m)$ をデジタル値として出力するようにしてもよい。

【0031】

またこの発明は、前述した超音波駆動のタッチ信号プローブの他、同様の振幅変調信号が取り出される小孔計測プローブ、静電容量式ギャップセンサ等の各種計測センサの他、レーザ光源の波長制御等、周期が揺動する交流的搬送波の変動する振幅値を抽出する必要がある用途に広く適用することが可能である。

【0032】

【発明の効果】

以上述べたようにこの発明によれば、振幅検出すべき交流信号を二つのオールパスフィルタを通して、位相差が高精度に90°である二つの位相補正信号を得、この位相補正信号の一方の位相が所定値のタイミングで他方をサンプリングすることにより、原交流信号の周期の揺らぎや位相に殆ど左右されることなく、振幅値を検出することが可能になる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 この発明の実施の形態による振幅検出回路の構成を示す図である

【図2】 同実施の形態のオールパスフィルタの構成を示す図である。

【図3】 同オールパスフィルタの移相特性を示す図である。

【図4】 図1の振幅検出回路の動作波形を示す図である。

【図5】 他の実施の形態による振幅検出回路の構成を示す図である。

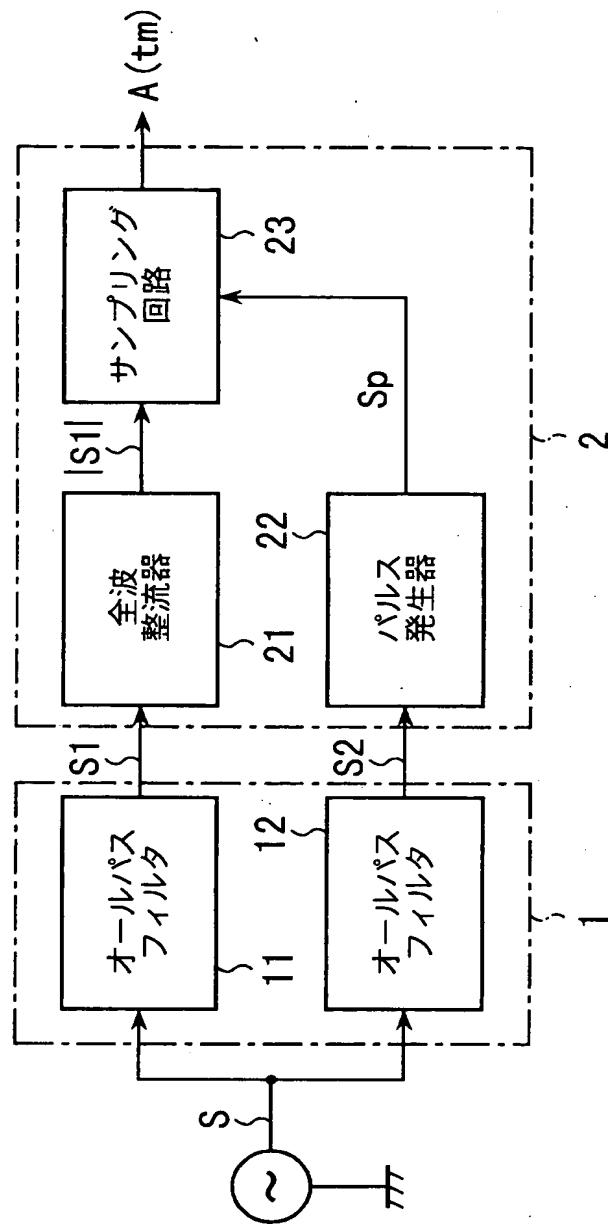
【図6】 タッチ信号プローブの構成を示す図である。

【符号の説明】 1…位相補正手段、2…サンプリング手段、11, 12…オールパスフィルタ、21…全波整流器、22…パルス発生器、23…サンプリング回路、U1, U2, …, Un…振幅検出ユニット。

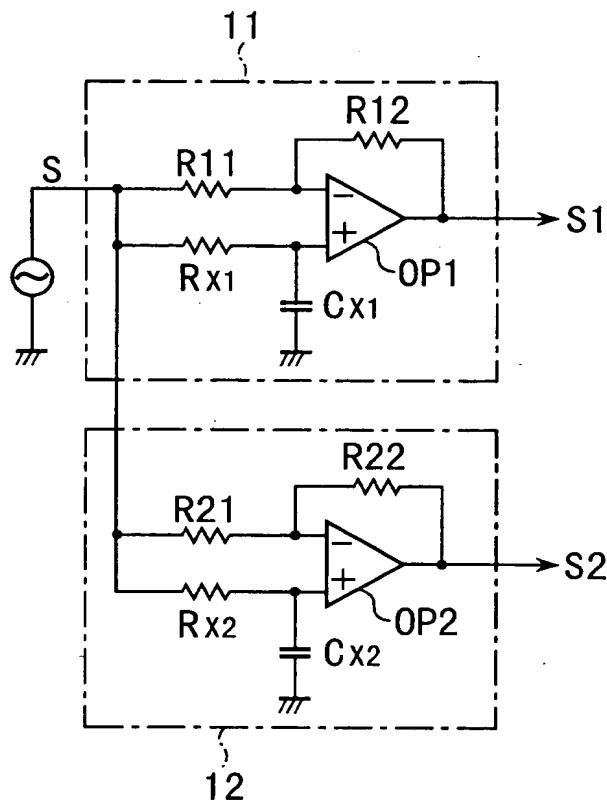
【書類名】

図面

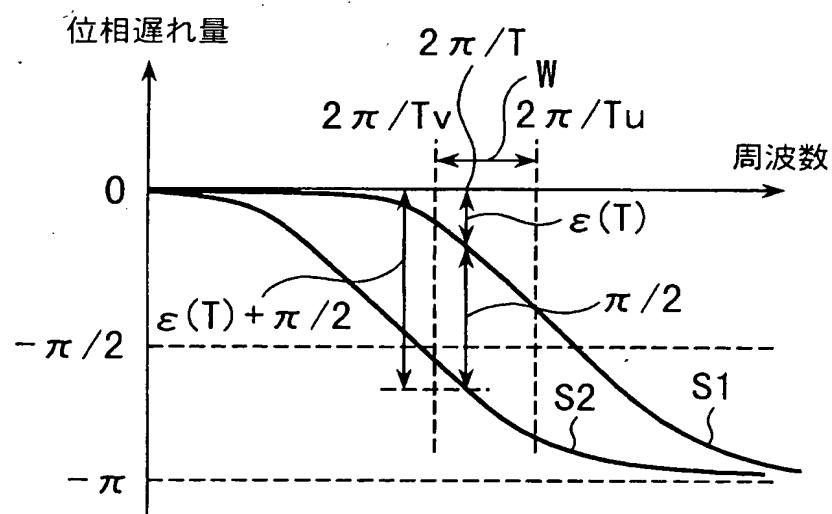
【図1】



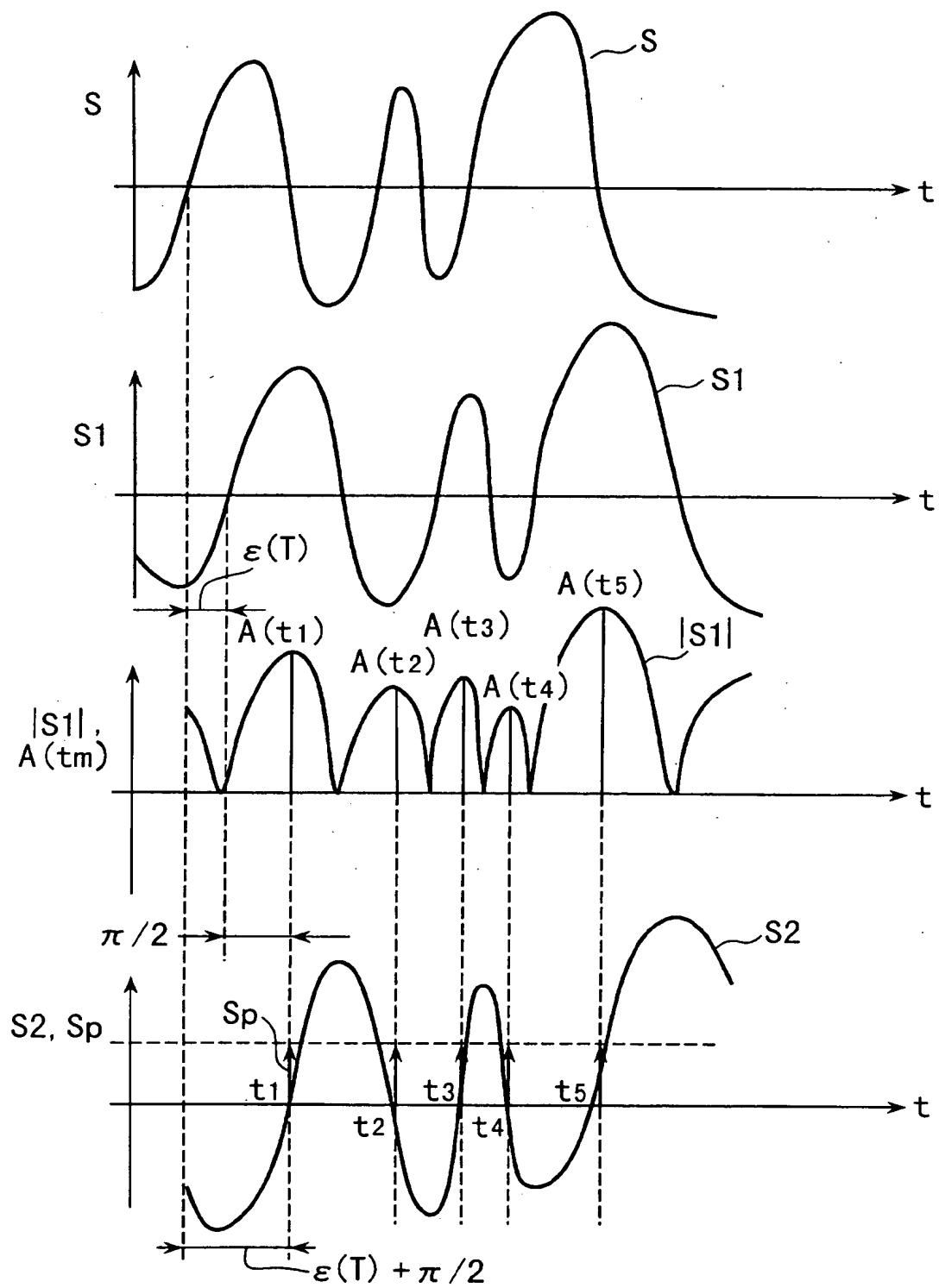
【図2】



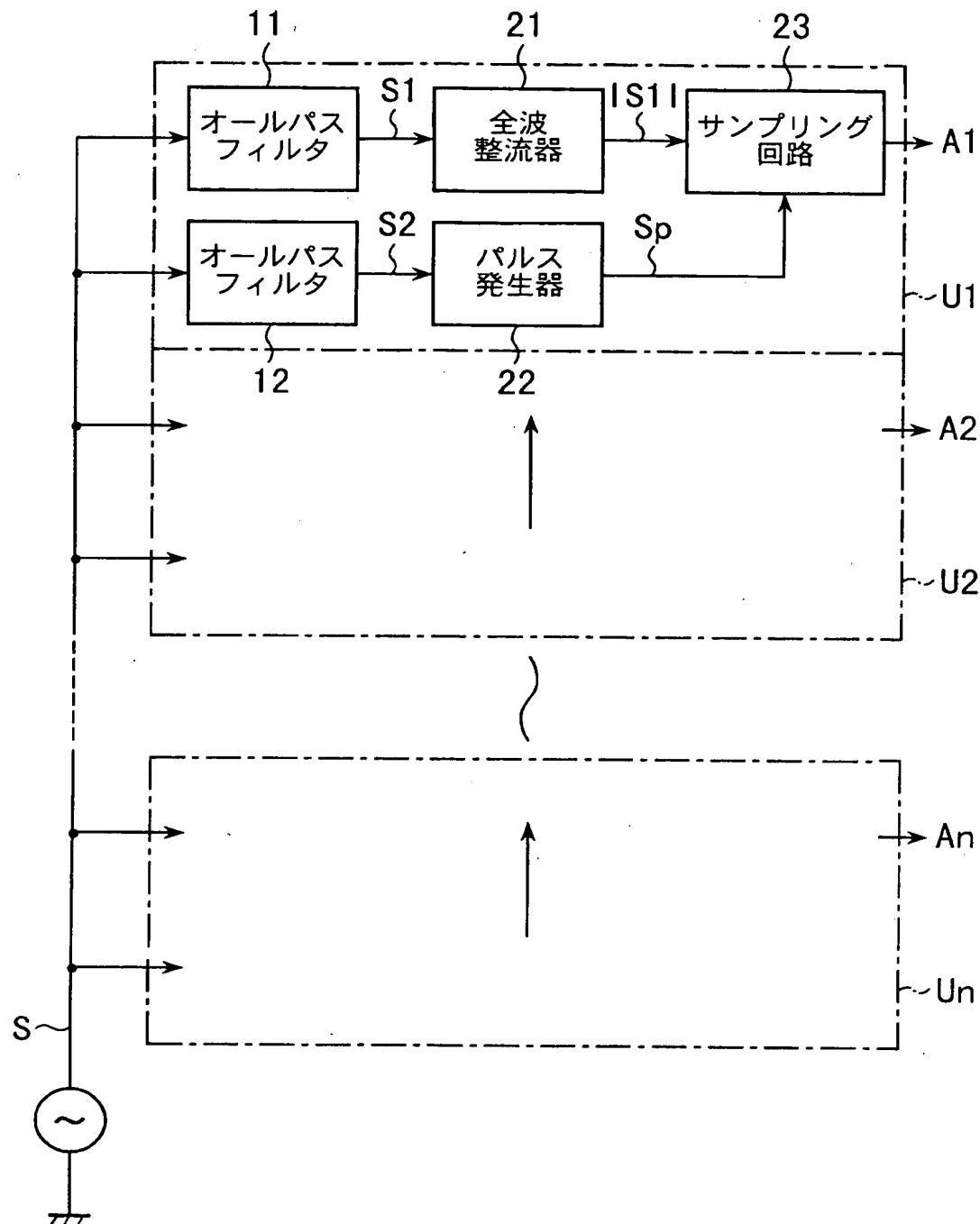
【図3】



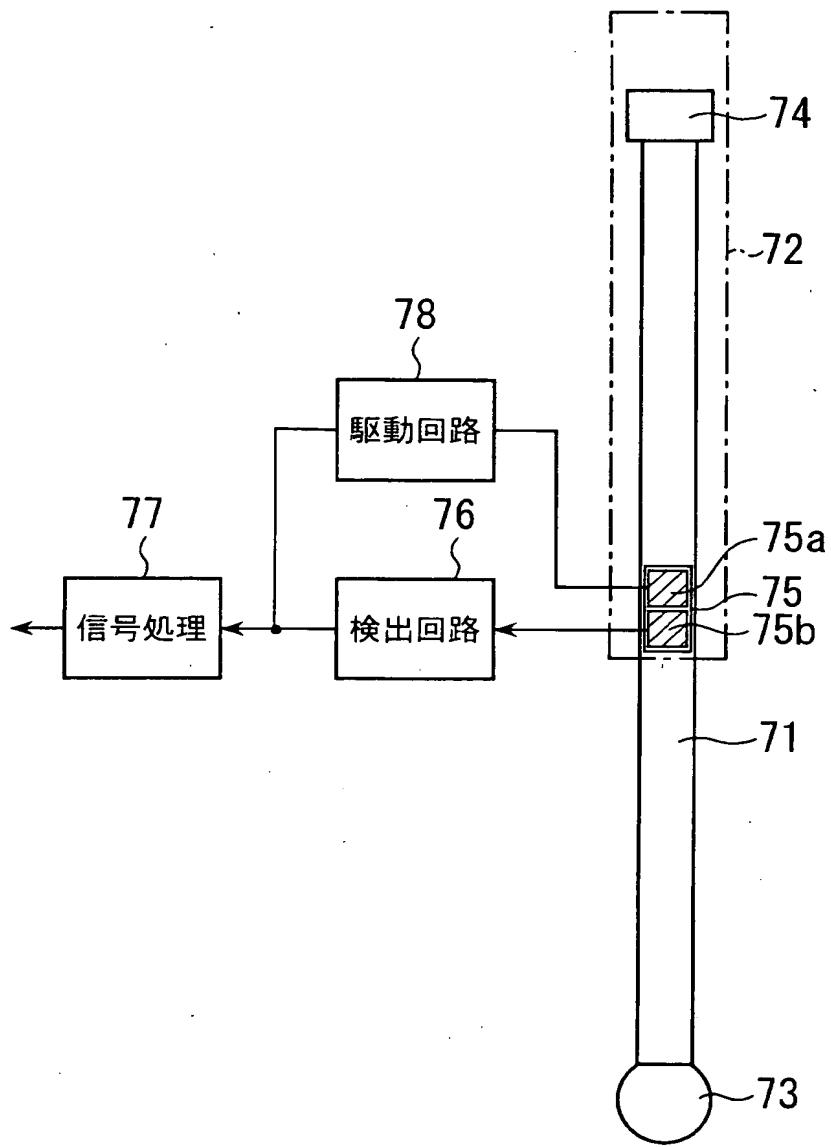
【図4】



【図5】



【図6】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 周期に揺らぎがある交流信号の振幅を高精度に且つ僅かの時間遅れで検出することを可能とした振幅検出回路を提供する。

【解決手段】 周期に揺らぎがある交流信号 S を移相の中心周波数が異なる二つのオールパスフィルタ $1_1, 1_2$ を通すことにより、互いに 90° 位相がずれた位相補正信号 S_1 及び S_2 を生成する。パルス発生器 2_2 により、位相信号 S_2 のゼロクロス検出を行ってサンプリングパルス S_p を発生する。位相補正信号 S_1 を全波整流器 2_1 により全波整流した出力をサンプリング回路 2_3 に入れて、サンプリングパルス S_p によりその振幅値を抽出する。

【選択図】 図1

出願人履歴情報

識別番号 [000137694]

1. 変更年月日 1996年 2月14日

[変更理由] 住所変更

住 所 神奈川県川崎市高津区坂戸一丁目20番1号
氏 名 株式会社ミツトヨ